

УДК 621.317

ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ ВИМІРЮВАННЯ МАЛИХ РІЗНИЦЬ АМПЛІТУД ТА ЗСУВІВ ФАЗ НАДНИЗЬКОЧАСТОТНИХ СИГНАЛІВ У СИСТЕМАХ ВИХРОСТРУМОВОЇ ДІАГНОСТИКИ

І.М. Бучма^{1,2}, Т.М. Ренетило¹

1) Національний університет „Львівська політехніка”, вул. С. Бандери, 13, м. Львів, 79013, тел. (032) 238-21-97

2) Політехніка Опольська, вул. Соснковського, 31, м. Ополь, 65271, Польща, тел. (+4877) 400-62-11

Проаналізовані похибки вимірювання малих різниць амплітуд та зсувів фаз між когерентними наднизькочастотними гармонійними сигналами, запропоновано методи зменшення цих похибок. Ключові слова: вихрострумове діагностика, низькочастотний канал, різниця амплітуд, зсув фаз, вимірювальний канал.

Проанализированы погрешности измерения малых разностей амплитуд и сдвигов фаз между когерентными сверхнизкочастотными гармоническими сигналами, предложены методы уменьшения этих погрешностей.

Ключевые слова: вихротоковая диагностика, низькочастотний канал, різниця амплітуд, смещеніе фаз, измерительный канал.

There are analyzed the errors of measurement of small differences in amplitudes and phase shifts between coherent extremely low-frequency harmonic signals, methods of reducing these errors are offered.

Keywords: eddy current diagnosis, low-frequency channel, amplitudes difference, phase shift, measuring channel.

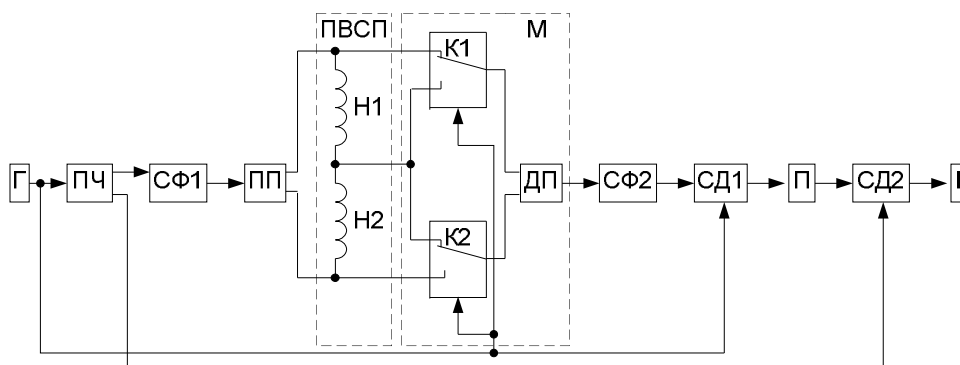
Відоме технічне рішення [1], що розв'язує задачу вимірювання товщини вихрострумів методом і яке належить до засобів вимірювання з періодичним порівнянням гармонічних сигналів з використанням балансної амплітудної модуляції. Тут у вимірювальному каналі порівнюються два когерентні гармонійні сигнали частотою 1Гц, а частота їх комутації складає понад 2кГц. Це дозволяє суттєво зменшити поріг чутливості за рахунок зменшення впливу флікер-шуму. Однак при цьому виникає мультиплікативна й адитивна похибки за рахунок фазового зсуву при розлаштуванні смугового фільтра, налаштованого на 1Гц, та за рахунок неідентичності фазових зсувів в обмотках параметричного вихрострумівого перетворювача (ПВСП).

Метою роботи є підвищення точності вимірювання малих різниць амплітуд та зсувів фаз між наднизькочастотними когерентними гармонійними сигналами шляхом зменшення адитивної та мультиплікативної складових похибок, зумовлених розлаштуванням наднизькочастотного смугового фільтра та фазовим зсувом між напругами на обмотках компенсаційного ПВСП.

Наднизькочастотний вимірювальний канал для системи вихрострумівого корозійної діагностики подано на рис. 1 [1].

Генератор Г (рис. 1) формує послідовність прямокутних імпульсів частотою 2048 Гц. На виході подільника частоти ПЧ отримується імпульсна послідовність частотою 1 Гц, перша гармоніка якої виділяється смуговим фільтром СФ1, підсилюється підсилювачем потужності ПП і подається на вихрострумівий перетворювач ПВСП. На обмотці Н1 діє синусоїдальна напруга $u_1(t)$, а на обмотці Н2 – синусоїдальна напруга $u_2(t)$. Різниця амплітуд напруг на обмотках Н1, Н2 вихрострумівого перетворювача ПВСП пропорційна до синфазної складової вторинного магнітного поля, а зсув фаз – до квадратурної складової. Обидві ці складові пропорційні до товщини вимірювального металу вихрострумівим методом.

На вхід диференційного підсилювача ДП модулятора М в перший півперіод комутації надходить напруга з обмотки Н1 вихрострумівого перетворювача ПВСП, а в другий півперіод – напруга з обмотки Н2.



Г – генератор прямокутних імпульсів зі шпаруватістю два; ПЧ – подільник частоти; СФ1 – смуговий фільтр, налаштований на наднизьку частоту 1 Гц; СФ2 – смуговий фільтр, налаштований на частоту комутації 2048 Гц; ПП – підсилювач потужності; ПВСП – параметричний вихрострумний перетворювач; Н1, Н2 – відповідно опорна та вимірювальна обмотки ПВСП; М – модулятор; К1, К2 – комутатори; ДП – диференційний підсилювач; СД1 – синхронний детектор несучої частоти 2048 Гц; СД2 – синхронний детектор наднизької частоти 1 Гц; П – підсилювач змінного струму; І – індикатор

Рисунок 1 – Структурна схема наднизькочастотного вимірювального каналу

На виході ДП формується амплітудно-фазомодульований сигнал, який можна подати таким виразом:

$$U_M(t) = K_M \frac{U_1 + U_2}{2} \times \sin \left\{ \omega t + \frac{\varphi_1 + \varphi_2}{2} + \frac{\varphi_1 - \varphi_2}{2} \cdot \text{sign} \sin(\Omega t + \varphi) \right\} + K_M \frac{U_1 - U_2}{2} \cdot \text{sign} \sin(\Omega t + \varphi) \times \sin \left\{ \omega t + \frac{\varphi_1 + \varphi_2}{2} + \frac{\varphi_1 - \varphi_2}{2} \cdot \text{sign} \sin(\Omega t + \varphi) \right\}, \quad (1)$$

де U_1 , U_2 – відповідно амплітуди напруг частотою ω на першій та другій обмотках ПВСП; $\varphi_1 = \varphi + \varphi_{SF} + \varphi'_1$ – початкова фаза сигналу на опорній обмотці ПВСП; $\varphi_2 = \varphi + \varphi_{SF} + \varphi'_1 + \varphi_{VSP} + \Delta\varphi$ – початкова фаза сигналу на вимірювальній обмотці ПВСП; φ'_1 – зсув фази між струмом і напругою в опорній обмотці ПВСП; $\varphi'_1 + \varphi_{VSP}$ – зсув фази між струмом і напругою в вимірювальній обмотці ПВСП; φ_{VSP} – різниця фазових зсувів, викликана неідентичністю обмоток ПВСП; φ_{SF} – зсув фази на смуговому фільтрі СФ1; $\Delta\varphi$ – зсув фази викликаний впливом досліджуваного

об'єкту; $(U_1 - U_2)$ – різниця амплітуд, викликана впливом дослідного об'єкту; φ – початкова фаза комутуючого сигналу; Ω – кругова частота комутації; K_M – коефіцієнт передачі модулятора; $\text{sign} \sin(\Omega t + \varphi)$ – керуючий вихідний сигнал генератора Г.

Смуговий фільтр СФ2 пропускає частоти близькі до Ω , а решту частот затримує. Тому після тригонометричних перетворень (з врахуванням того, що

$$\text{sign} \sin(\Omega t + \varphi) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)(\Omega t + \varphi)}{(2n-1)}$$

та синхронний детектор СД1 керується вихідним сигналом генератора Г $U_K(t) = U_K \text{sign} \sin(\Omega t + \varphi)$, де U_K – амплітуда керуючого сигналу генератора Г), напруга на виході синхронного детектора СД1 з врахуванням його вихідного низькочастотного фільтра буде такою:

$$U_{SD1}(t) \cong K_M K_{SF2} K_{SD1} \frac{4}{\pi^2} (U_1 - U_2) \times \cos \frac{\varphi_1 - \varphi_2}{2} \cdot \sin \left(\omega t + \frac{\varphi_1 + \varphi_2}{2} \right) + K_M K_{SF2} K_{SD1} \frac{4(U_1 + U_2)}{\pi^2} \times \sin \left(\frac{\varphi_1 - \varphi_2}{2} \right) \sin \left(\omega t + \frac{\varphi_1 + \varphi_2}{2} + \frac{\pi}{2} \right), \quad (2)$$

де K_{SF2} – коефіцієнт передачі смугового фільтра СФ2; K_{SD1} – коефіцієнт передачі синхронного детектора СД1 в околі частоти ω .

Після цього сигнал (2) проходить через підсилювач змінного струму П, а далі надходить на вхід синхронного детектора СД2. Як видно з (2), перший член виразу пропорційний різниці амплітуд порівнюваних сигналів, а другий – зсуву фаз між ними. У відомому пристрої, описаному в [1], синхронний детектор СД2 керується сигналом з прямого виходу подільника частоти ПЧ, який можна подати виразом $U_{k1}(t) = U_{k1} \text{sign} \sin(\omega t + \varphi)$, що дає змогу вимірювати синфазну складову, а отже різницю амплітуд, або сигналом з інверсного виходу подільника частоти ПЧ, який можна подати виразом

$U_{k2}(t) = U_{k2} \text{sign} \sin\left(\omega t + \varphi + \frac{\pi}{2}\right)$, що дає змогу вимірювати квадратурну складову, а при малих фазових зсувах, тобто при $\sin\left(\frac{\varphi_1 - \varphi_2}{2}\right) \approx \frac{\varphi_1 - \varphi_2}{2}$ – зсув фаз. Хоча з (2)

також видно, що квадратурна складова сигналу є більшою від синфазної, проте є сенс вимірювати і синфазну складову, оскільки на відміну від квадратурної вона є лінійною [1].

На виході синхронного детектора СД2 з урахуванням його вихідного фільтра низької частоти і підстановки значення φ_1 і φ_2 з (1) одержимо постійну складову:

$$U_{SD2} \cong K_M K_{SF2} K_{SD1} K_P K_{SD2} \frac{8}{\pi^3} (U_1 - U_2) + \cos \frac{(\varphi_{VSP} + \Delta\varphi)}{2} \cdot \cos \left(\frac{\varphi_{VSP} + \Delta\varphi}{2} + \varphi_{SF} + \varphi'_1 \right) + K_M K_{SF2} K_{SD1} K_P K_{SD2} \frac{8}{\pi^3} (U_1 + U_2) \sin \left(\frac{-\varphi_{VSP} - \Delta\varphi}{2} \right) \times \cos \left(\frac{\varphi_{VSP} + \Delta\varphi}{2} + \varphi_{SF} + \varphi'_1 + \frac{\pi}{2} \right), \quad (3)$$

де K_P – коефіцієнт передачі підсилювача змінного струму П; K_{SD2} – коефіцієнт передачі синхронного детектора СД2 в околі нульової частоти.

З (3) визначимо абсолютну похибку вимірювання різниці амплітуд $(U_1 - U_2)$:

$$\Delta \cong K_M K_{SF2} K_{SD1} K_P K_{SD2} \frac{8}{\pi^3} (U_1 - U_2) \times$$

$$\times \left\{ \cos \frac{(\varphi_{VSP} + \Delta\varphi)}{2} \cdot \cos \left(\frac{\varphi_{VSP} + \Delta\varphi}{2} + \varphi_{SF} + \varphi'_1 \right) - 1 \right\} - K_M K_{SF2} K_{SD1} K_P K_{SD2} \frac{8}{\pi^3} (U_1 + U_2) \times \sin \left(\frac{\varphi_{VSP} + \Delta\varphi}{2} \right) \cdot \cos \left(\frac{\varphi_{VSP} + \Delta\varphi}{2} + \varphi_{SF} + \varphi'_1 + \frac{\pi}{2} \right). \quad (4)$$

З (4) знаходимо зведену адитивну похибку при $U_1 = U_2 = U$:

$$\delta_{A \max} = -2 \sin \left(\frac{\varphi_{VSP} + \Delta\varphi}{2} \right) \times \cos \left(\frac{\varphi_{VSP} + \Delta\varphi}{2} + \varphi_{SF} + \varphi'_1 + \frac{\pi}{2} \right) \cdot 100\%, \quad (5)$$

та відносне значення мультиплікативної похибки:

$$\delta_M \cong \left\{ \cos \left(\frac{\varphi_{VSP} + \Delta\varphi}{2} \right) \times \cos \left(\frac{\varphi_{VSP} + \Delta\varphi}{2} + \varphi_{SF} + \varphi'_1 \right) - 1 \right\} \cdot 100\%. \quad (6)$$

Для оцінки похибок знайдемо значення фазових зсувів, що мають місце на практиці.

При максимальному розлаштуванні смуговий фільтр СФ1 спричиняє додатковий фазовий зсув на вимірювальній обмотці $\varphi_{SF} \approx 0,79$ рад (45°) [2].

Параметри опорної та вимірювальної обмоток відповідно [1]: $w = 2100$, $L_1 = 0,07824$ Гн, $R_1 = 230,2$ Ом, $L_2 = 0,06946$ Гн, $R_2 = 219,7$ Ом.

Отже зсув фази φ'_1 між струмом і напругою в опорній обмотці ПВСП буде визначатися так: $\arctg(\omega L_1 / R_1)$.

Зсув фази між струмом і напругою у вимірювальній обмотці ПВСП буде таким: $\varphi'_1 + \varphi_{VSP} = \arctg(\omega L_2 / R_2)$. Звідси знайдемо, що $\varphi'_1 \approx 0,002135$ рад ($0,12^\circ$).

Різниця фазових зсувів, яка викликана неідентичністю обмоток ПВСП, буде такою:

$$\varphi_{VSP} = \arctg \frac{\omega L_2}{R_2} - \varphi'_1 = \arctg \frac{2\pi \cdot 0,06946}{2197} - 0,0021 \approx 0,001986 - 0,002135 = -0,000149 \text{ рад } (-0,0085^\circ).$$

Згідно [3] дослідний об'єкт спричиняє зменшення активного та індуктивного опорів вимірювальної обмотки, тому:

$$\varphi'_1 + \varphi_{VSP} + \Delta\varphi = \arctg \frac{\omega L_2 - \text{Im}(Z_{VN})}{R_2 - \text{Re}(Z_{VN})},$$

де $\text{Im}(Z_{VN})$, $\text{Re}(Z_{VN})$ – реактивний й активний опори, внесені у вимірювальну обмотку.

Отже, зсув фази $\Delta\varphi$, викликаний дослідним об'єктом, визначається за такою формулою:

$$\Delta\varphi = \arctg \frac{\omega L_2}{R_2} - \arctg \frac{\omega L_2 - \text{Im}(Z_{VN})}{R_2 - \text{Re}(Z_{VN})}.$$

З графічних залежностей $\text{Im}(Z_{VN})$, $\text{Re}(Z_{VN})$ від товщини сталевго листа згідно [1] при його товщині 8мм отримаємо, що $\text{Im}(Z_{VN}) = w^2 7,4 \cdot 10^{-7} \text{ Ом}$, $\text{Re}(Z_{VN}) = w^2 0,105 10^{-7} \text{ Ом}$, $\Delta\varphi_{\max} \cong 0,0149 \text{ рад } (0,85^\circ)$.

Для цих значень фазових зсувів знаходимо за формулами (5), (6) значення зведеної адитивної та відносної мультиплікативної похибок: $\delta_{A_{\max}} \cong 1\%$, $\delta_M \cong -30\%$. Бачимо, що при вимірюванні різниці амплітуд мультиплікативна похибка є значною.

При вимірюванні зсуву фаз $\Delta\varphi$ на виході синхронного детектора СД2 з урахуванням його вихідного фільтра низької частоти і підстановки значень φ_1 і φ_2 з (1) отримаємо, що

$$U_{SD2} \cong K_M K_{SF2} K_{SD1} K_P K_{SD2} \frac{8(U_1 + U_2)}{\pi^2} \times \sin\left(\frac{-\varphi_{VSP} - \Delta\varphi}{2}\right) \cos\left(\frac{\varphi_{VSP} + \Delta\varphi}{2} + \varphi_{SF} + \varphi'_1\right). \quad (7)$$

Враховуючи, що $\Delta\varphi$ мала величина, з (7) після тригонометричних перетворень отримаємо, що

$$U_{SD2} \cong -K_M K_{SF2} K_{SD1} K_P K_{SD2} \frac{4(U_1 + U_2)}{\pi^2} \times [\sin(\varphi_{VSP} + \varphi_{SF} + \varphi'_1) + \cos(\varphi_{VSP} + \varphi_{SF} + \varphi')\Delta\varphi - \sin(\varphi_{SF} + \varphi'_1)]. \quad (8)$$

Оскільки $\Delta\varphi$ є вимірювальною різницею фаз, то з (8) знаходимо абсолютні адитивну і мультиплікативну похибки:

$$\Delta_A \cong -K_M K_{SF2} K_{SD1} K_P K_{SD2} \frac{4(U_1 + U_2)}{\pi^2} \times [\sin(\varphi_{VSP} + \varphi_{SF} + \varphi'_1) - \sin(\varphi_{SF} + \varphi'_1)], \quad (9)$$

$$\Delta_M \cong -K_M K_{SF2} K_{SD1} K_P K_{SD2} \frac{4(U_1 + U_2)}{\pi^2} \Delta\varphi \times [1 - \cos(\varphi_{VSP} + \varphi_{SF} + \varphi'_1)]. \quad (10)$$

З (8), (9) і (10) визначаємо зведені значення адитивної і мультиплікативної похибок:

$$\delta_{A_{\max}} \cong \frac{\sin(\varphi_{VSP} + \varphi_{SF} + \varphi'_1) - \sin(\varphi_{SF} + \varphi'_1)}{\Delta\varphi_{\max}} \cdot 100\% \quad (11)$$

$$\delta_M \cong [1 - \cos(\varphi_{VSP} + \varphi_{SF} + \varphi'_1)] \cdot 100\%. \quad (12)$$

Знайдемо значення зведеної адитивної (11) та відносної мультиплікативної (12) похибок для отриманих вище значень фазових зсувів та параметрів ПВСП сталевго листа товщиною 8мм: $\delta_{A_{\max}} \cong -0,7\%$, $\delta_M \cong 30\%$.

Тепер розглянемо деякі можливості зменшення цих похибок. Прийmemo, що при вимірюванні різниці амплітуд використовується такий керуючий сигнал:

$$U_{KOM}(t) = U_{KOM} \text{sign} \sin\left(\omega t + \frac{\varphi_1 + \varphi_2}{2}\right), \quad (13)$$

де U_{KOM} – амплітуда прямокутного керуючого сигналу на виході компаратора, а у випадку вимірювання зсуву фаз – сигнал:

$$U_{KOM}(t) = U_K \text{sign} \sin\left(\omega t + \frac{\varphi_1 + \varphi_2}{2} + \frac{\pi}{2}\right). \quad (14)$$

При вимірюванні різниці амплітуд на виході синхронного детектора СД2 одержимо постійну складову (3), а враховуючи, що добуток двох синусоїдальних функцій зсунутих на кут $\pi/2$ не дає постійної складової, то другий член виразу, який пропорційний сумі амплітуд порівнюваних сигналів, прямує до нуля. Тоді, підставивши з (1) значення φ_1 і φ_2 отримаємо:

$$U_{SD2} = K_M K_{SF2} K_{SD1} K_P K_{SD2} \times \frac{8}{\pi^3} (U_1 - U_2) \cos\left(\frac{\varphi_{VSP} + \Delta\varphi}{2}\right) \quad (15)$$

З (15) визначимо абсолютну похибку вимірювання різниці амплітуд ($U_1 - U_2$):

$$\Delta' \cong K_M K_{SF2} K_{SD1} K_P K_{SD2} \times \frac{8}{\pi^3} (U_1 - U_2) \left\{ \cos\left(\frac{\varphi_{VSP} + \Delta\varphi}{2}\right) - 1 \right\}. \quad (16)$$

З (16) видно, що похибка Δ' має мультиплікативний характер. Відносно значення цієї мультиплікативної похибки буде таким:

$$\delta'_M \cong \left\{ \cos\left(\frac{\varphi_{VSP} + \Delta\varphi}{2}\right) - 1 \right\} \cdot 100\%. \quad (17)$$

З (17) видно, що мультиплікативна складова похибки залежить від фазових зсувів Φ_{VSP} та $\Delta\phi$. При $\Phi_{VSP} \approx -0,0085^\circ$ і за умови, що дослідний об'єкт відсутній, тобто $\Delta\phi = 0$ відносне значення похибки δ'_M становить $-0,27 \cdot 10^{-6}\%$.

На рис. 2 показано графік зміни похибки δ'_M при $\Phi_{VSP} = 0$ і зміні коли $\Delta\phi$ в межах $0 \div 0,85^\circ$ ($0,0149$ рад), що відповідає діапазону вимірювання товщини пластини $0 \div 8$ мм.

Як видно з рис. 2, похибка вимірювання різниці амплітуд зменшена на кілька порядків.

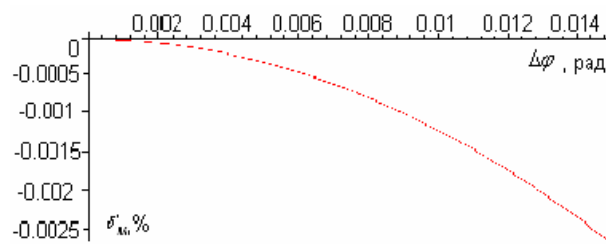


Рисунок 2 – Відносна мультиплікативна похибка δ'_M вимірювання різниці амплітуд в залежності від фазового зсуву $\Delta\phi$

При вимірюванні зсуву фаз $\Delta\phi$ між порівнюваними сигналами для керування синхронним детектором СД2 використовується сигнал, що описується залежністю (13). Тоді на виході синхронного детектора СД2 з урахуванням вихідного фільтра низької частоти

та малості $\Delta\phi$ і Φ_{VSP} з (1) отримаємо постійну складову сигналу:

$$U'_{SD2} \cong -K_M K_{SF2} K_{SD1} K_P K_{SD2} \frac{8(U_1 + U_2) \Phi_{VSP} + \Delta\phi}{\pi^2} \cdot \frac{1}{2}$$

Звідси знаходимо абсолютну адитивну похибку:

$$\Delta'_{AD} \cong -K_M K_{SF12} K_{SD13} K_{P14} K_{SD15} \frac{8(U_1 + U_2) \Phi_{VSP}}{\pi^2} \cdot \frac{1}{2}$$

Зведена адитивна похибка буде такою:

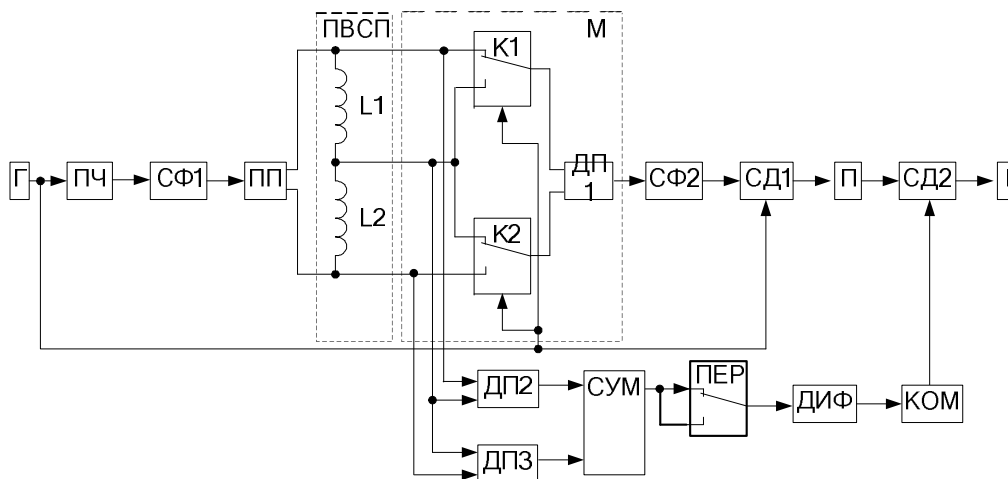
$$\delta'_A \cong \frac{\Phi_{VSP}}{2\Delta\phi_{\max}} \cdot 100\%$$

При $\Phi_{VSP} \approx -0,0085^\circ$ та $\Delta\phi_{\max} \approx 0,85^\circ$ (що відповідає вимірюванню листа товщиною 8мм) $\delta'_A \cong -0,5\%$.

Необхідні для зменшення похибок керуючі сигнали забезпечуються в удосконаленій нами структурі низькочастотного каналу [4] (рис. 3).

Синхронний детектор СД2 (рис. 3) керується сигналом прямокутної форми з виходу компаратора КОМ. Визначимо аналітичний вираз для цього сигналу.

З опорної Н1 та вимірювальної Н2 обмоток ПВСП сигнали $u_1(t) = U_1 \sin(\omega t + \phi_1)$ та $u_2(t) = U_2 \sin(\omega t + \phi_2)$ надходять на входи другого ДП2 та третього ДП3 диференційних підсилювачів відповідно. На виході суматора СУМ після тригонометричних перетворень і за умови, що $U_1 \approx U_2 = U$, отримуємо, що



ДП1, ДП2, ДП3 – диференційні підсилювачі; СУМ – суматор; ПЕР – перемикач; ДИФ – диференціатор; КОМ – комутатор; решта елементів такі ж, як на рис. 1

Рисунок 3 – Удосконалена структурна схема наднизькочастотного вимірювального каналу

$$U_{SUM}(t) = K_{SUM} \sqrt{2U^2(1 + \cos(\varphi_1 - \varphi_2))} \times \sin\left[\omega t + \frac{\varphi_1 + \varphi_2}{2}\right],$$

де K_{SUM} – коефіцієнт передачі суматора СУМ.

На виході диференціатора ДИФ матимемо сигнал, який зсунутий за фазою на $\pi/2$, тобто

$$U_{DYF}(t) = K_{DYF} \sqrt{2U^2(1 + \cos(\varphi_1 - \varphi_2))} \times \sin\left[\omega t + \frac{\varphi_1 + \varphi_2}{2} + \frac{\pi}{2}\right],$$

де K_{DYF} – коефіцієнт передачі диференціатора ДИФ.

Перемикачем ПЕР здійснюється вибір режиму вимірювання, тобто забезпечується вимірювання або різниці амплітуд (синфазної складової сигналу), або зсуву фаз (квадратурної складової сигналу). У випадку вимірювання різниці амплітуд на виході компаратора КОМ формується керуючий сигнал з початковою фазою згідно (13), а у випадку вимірювання різниці фаз – сигнал з початковою фазою згідно (14).

ВИСНОВКИ

При вимірюванні різниці амплітуд запропоновані наднизькочастотні вимірювальні канали дозволяють виключити адитивну та зменшити більш, ніж на два порядки мультиплікативну похибки. При вимірюванні зсуву фаз – у два рази зменшити адитивну складову та виключити мультиплікативну складові похибки.

Це підвищує ефективність комп'ютеризованої системи вихрострумової корозійної діагностики. В подальшому адитивну складову похибки можна зменшувати симетруванням ПВСП або введенням адитивної корекції.

1. Ферчук К.В. Методи та засоби покращення параметрів низькочастотного каналу вихрострумового товщиноміра сталевих листових конструкцій: дис. канд. техн. наук: спец. 05.11.05 "Прилади та методи вимірювання електричних та магнітних величин" / Ферчук Констянтин Валерійович; НУ "Львівська політехніка". – Львів, 2009.-170 с. 2. Титце У. Полупроводниковая схемотехника. 12-е изд. Том II: / У.Титце, К.Шенк; [пер. с нем.]. – М.: ДМК Пресс, 2008. – 832с. 3. Дякин В.В. Теория и расчёт накладных вихретоковых преобразователей / В.В.Дякин., В.А.Сандовский -М.: Наука, 1981.-136 с. 4. Патент на корисну модель №49284. Україна. МПК(2009) G01N27/00. Пристрій для вихрострумового контролю/ Бучма І.М., ШаповаловГ.О., РепетиллоТ.М.; заявник і власник патенту Національний ун-т "Львівська політехніка". - №и200911118 заявл. 02.11.2009; опубл. 26.04.2010, Бюл. № 8. – 11с.

Поступила в редакцію 01.06.2010 р.

Рекомендував до друку докт. техн. наук,
проф. Наконечний А.Й.